

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平10-173628

(43) 公開日 平成10年(1998) 6月26日

(51) Int.Cl.⁶

識別記号

F I

H 0 4 J 13/00

H 0 4 J 13/00

A

G 0 1 R 29/08

G 0 1 R 29/08

B

審査請求 未請求 請求項の数 3 O L (全 13 頁)

(21) 出願番号

特願平8-328402

(22) 出願日

平成8年(1996)12月9日

(71) 出願人 390005175

株式会社アドバンテスト

東京都練馬区旭町1丁目32番1号

(72) 発明者 中田 寿一

東京都練馬区旭町1丁目32番1号 株式会

社アドバンテスト内

(74) 代理人 弁理士 草野 卓 (外1名)

(54) 【発明の名称】 CDMA信号の波形品質測定方法

(57) 【要約】

【課題】 測定精度を高める。

【解決手段】 直交変換部17よりベースバンドの測定信号 $Z(k)$ はパイロット信号のPN符号により復調部25で復調され、その復調ビット列と振幅 a' が検出され、これらとPN符号とから理想信号 R_i を生成すると共に、 R_i と $Z(k)$ の誤差の二乗を最小化するパラメータを求める近似連立方程式を解くための補助データ A, B, C, H, I を求め(26)、これと $Z(k)$ から前記連立方程式を解いてパラメータ $\Delta a_i, \Delta \tau_i, \Delta \theta_i, \Delta \omega$ を推定する(27)、これらパラメータにより $Z(k), R_i, A, B, C, H, I$ を補正し、再びパラメータ推定を求めることをパラメータが最適化するまで繰返し、その後、その $Z(k)$ とPNにより電力係数 ρ_i を求める。

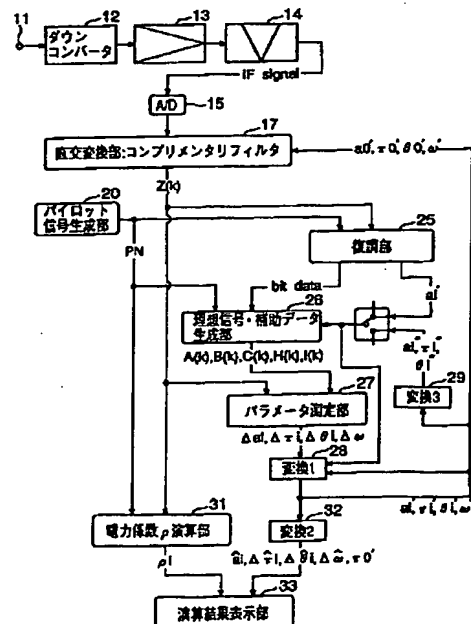


図 2

【特許請求の範囲】

【請求項1】 直交変換によりベースバンドとされたデジタルの測定信号に対し、搬送周波数のずれを補正する補正ステップと、

上記補正された測定信号を復調して、復調データと振幅値を得る復調ステップと、

上記復調データと上記振幅値と、推定パラメータから理想信号を生成する理想信号生成ステップと、

上記理想信号と上記補正された測定信号とから各種パラメータを推定するパラメータ推定ステップと、

上記推定されたパラメータを用いて、上記補正ステップの補正及び上記理想信号生成ステップの理想信号の生成を行い、かつ上記復調ステップ及び上記パラメータ推定ステップの各処理を行って上記推定パラメータが最適化されるまで上記補正、復調、推定を繰返す最適化ステップと、

上記最適化された状態で上記測定信号の電力係数を計算する電力係数演算ステップと、

を有するCDMA信号の波形品質測定方法。

【請求項2】 上記補正ステップは、上記測定信号に対しその測定信号中の特定チャンネルの振幅パラメータ、遅延パラメータ、位相パラメータによる補正も行い、

上記パラメータ推定ステップでは、上記測定信号と上記理想信号との誤差の二乗を最小化するパラメータを近似連立方程式を解くことにより振幅パラメータ、遅延パラメータ、位相パラメータを推定することを特徴とする請求項1記載のCDMA信号の波形品質測定方法。

【請求項3】 上記パラメータ推定ステップは上記理想信号、振幅パラメータ、遅延パラメータ、位相パラメータとデータ番号（時刻） k を変数とする5つの補助データ $A(k)$ 、 $B(k)$ 、 $C(k)$ 、 $I(k)$ 、 $H(k)$ を求めるステップと、上記5つの補助データと上記測定信号とを用いて、上記近似連立方程式を解くステップとよりなることを特徴とする請求項2記載のCDMA信号の波形品質測定方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 この発明は、移動通信などに用いられているCDMA（コード分割多元接続）方式の変調信号の波形品質を測定する方法に関する。

【0002】

【従来の技術】 CDMA移動通信の基地局より放射される電波の各チャンネル信号の評価パラメータ、つまり電力係数 ρ_i 、出力タイミング $\Delta\tau_i$ 、位相オフセット $\Delta\theta_i$ を測定する従来の方法は例えばHewlett-Packard Journal Feb, 1996, pp. 73~93 "Overview of Code-Domain Power, Timing and Phase Measurements" に示されている。

【0003】 この従来の方法を図3を参照して簡単に説

明する。入力端子11から基地局のCDMA信号が入力され、ダウンコンバータ12により中間周波信号に変換され、その中間周波信号は増幅器13で増幅され、フィルタ14で帯域制限された後、A/D変換器15でデジタル信号に変換される。このデジタル信号とされた測定信号は直交変換部16で複素ベースバンド信号に変換され、このベースバンド信号は周波数・位相補償部17で周波数ずれ及び位相ずれが補償された後、 ρ_i 計算・ビット検出部18及びパラメータ評価部19へ供給される。

【0004】 パイロット信号生成部20からの既知のパイロット信号が生成され、このパイロット信号と周波数・位相補償部17の出力とから ρ_i 計算・ビット検出部18で各チャンネルごとの電力係数 ρ_i が計算され、かつビットが検出される。その検出ビットと電力係数 ρ_i と、パイロット信号とが理想信号生成部21へ供給されて理想信号が生成され、その理想信号と周波数・位相補償部17の出力がパラメータ評価部19へ入力され、これら両信号の差の二乗平均を最小にするようにして、入力信号中のパイロットチャンネルに対する他の各チャンネルの出力タイミング（ずれ） $\Delta\tau_i$ 、位相オフセット（ずれ） $\Delta\theta_i$ がそれぞれ演算され、この $\Delta\tau_i$ 、 $\Delta\theta_i$ を理想信号に帰還して、理想信号を作り直し、 $\Delta\tau_i$ 、 $\Delta\theta_i$ を求めることを繰り返す。

【0005】

【発明が解決しようとする課題】 従来の方法はパラメータ評価部19においては $\Delta\tau_i$ 、 $\Delta\theta_i$ を最適化して求め、この際、電力係数 ρ_i に対する最適化は行われていない。このため、得られた電力係数 ρ_i は $\Delta\tau_i$ 、 $\Delta\theta_i$ の影響が含まれたもので、測定精度が悪かった。またこの精度の悪い電力係数 ρ_i を用いて理想信号を生成するため、 $\Delta\tau_i$ 、 $\Delta\theta_i$ も精度が悪いものとなる。

【0006】

【課題を解決するための手段】 この発明によれば直交変換ステップで入力信号を各種パラメータにより補正して測定ベースバンド信号を作り、その測定ベースバンド信号から復調データと初期推定振幅値を復調ステップで出力し、その復調データと振幅値、その他の推定パラメータから理想信号生成ステップで理想信号を生成し、その理想信号と測定ベースバンド信号から各種パラメータをパラメータ推定ステップで推定し、その推定された各種パラメータをもとに最適化ステップで測定ベースバンド信号、理想信号の生成に対し最適化して上記復調ステップ、理想信号ステップ、パラメータ推定ステップを行うことを繰返し、その最適化が得られた後、電力係数を電力係数計算ステップで計算する。

【0007】 この発明ではパラメータ推定ステップで全パラメータについて推定を行う。この手法について説明する。次式で示すように測定信号 Z と理想信号 R との差 ε の二乗が最小になるように理想信号 R を最適化する。

$$\varepsilon^2 = \sum_{k=1}^{64N} |Z_k - R^{\wedge}_k|^2 \quad \dots (1)$$

kはサンプリングされたデータの番号、 Z_k は測定信号Zをチップ間隔でサンプリングしたデータ $Z_b = Z(t_k)$ であり、 R^{\wedge}_k は ε が最小になった時の最適理想信

号を示す。

【0008】最適理想信号 R^{\wedge}_k は次の式で表わされる。

$$R^{\wedge}_k = \sum_i R_i(t_k + \tau^{\wedge}_i) \exp(j[\Delta\omega^{\wedge}(t_k + \tau^{\wedge}_i) + \theta^{\wedge}_i]) \quad \dots (2)$$

τ^{\wedge}_i はi番チャンネル信号の出力タイミングの最適値、 $\Delta\omega^{\wedge}$ はキャリア周波数誤差の最適値、 θ^{\wedge}_i はi番チャンネル信号のキャリア位相の最適値であり、 \sum_i はす

べてのチャンネルの理想信号の加算を表わす。

【0009】理想信号 R_i は次式で表わせる。

$$R_i(t) = a_i [\sum_k g(t - kT_c) \cos \phi_{i,k} + j \sum_k g(t - kT_c) \sin \phi_{i,k}] \quad \dots (3)$$

上記最適化の過程(ステップ)で最適化されたとして、

【0010】

a_i を a^{\wedge}_i と置き換える。

$$R_i(t) = a^{\wedge}_i [\sum_k g(t - kT_c) \cos \phi_{i,k} + j \sum_k g(t - kT_c) \sin \phi_{i,k}] \quad \dots (4)$$

この式の[]内は振幅が1の理想信号であり、 a^{\wedge}_i 式で表わせる。

はi番チャンネル信号の振幅の最適値であり、 R^{\wedge}_k は次

$$R^{\wedge}_k = \sum_i a^{\wedge}_i \cdot R_i^{\wedge}(t_k + \tau^{\wedge}_i) \exp(j[\Delta\omega^{\wedge}(t_k + \tau^{\wedge}_i) + \theta^{\wedge}_i]) \quad \dots (5)$$

R_i^{\wedge} は式(4)中の[]の部分である。

【0011】これらのパラメータの最適値から、

$\Delta\omega^{\wedge}$: キャリア周波数誤差の推定値

$\Delta\tau^{\wedge}_i = \tau^{\wedge}_i - \tau^{\wedge}_0$: 0番目チャンネルに対するi番目のチャンネルのタイミング差(遅延差)の推定値

$\Delta\theta^{\wedge}_i = \theta^{\wedge}_i - \theta^{\wedge}_0$: 0番目の各チャンネルに対するi番目のチャンネルの位相差の推定値が求められる。つまり0番目チャンネルの推定遅延量 τ^{\wedge}_0 、推定位相量 θ^{\wedge}_0 は測定タイミング、測定時の位相の各適当な位置からの値になり、これらとその測定タイミングに対するi

番目チャンネルの推定遅延量 τ^{\wedge}_i 、推定位相 θ^{\wedge}_i とから $\Delta\tau^{\wedge}_i$ 、 $\Delta\theta^{\wedge}_i$ がそれぞれ求まる。

【0012】最適化の過程においては、Zは τ^{\wedge}_0 が零になるようにサンプリングをやり直す。よって最終的には τ^{\wedge}_0 が零となる時刻のサンプリングデータを元に最適化パラメータが決定される。最適化を終了した時点での測定信号Zを用いて次式により各チャンネルの電力係数 ρ_i が求められる。

【0013】

【数1】

$$\rho_i = \frac{\sum_{j=1}^N \left| \sum_{k=1}^{64} Z_{j,k} R_{i,j,k} \right|^2}{\left\{ \sum_{k=1}^{64} |R_{i,j,k}|^2 \right\} \left\{ \sum_{j=1}^N \sum_{k=1}^{64} |Z_{j,k}|^2 \right\}} \quad (6)$$

j, kはサンプリング番号の代わりに用いた記号であり、いままでのkを k^{\wedge} と書くと次式で表わせる。

$$k^{\wedge} = k - 1 + (j - 1) \times 64$$

$R_{i,j,k}$ は今までの R^{\wedge} と同じである。

【0014】式(1)で与えられた ε^2 を最小化するためには、各パラメータで偏微分した式がゼロとなるようにすればよい。その各偏微分式は各パラメータの組み合わせの多項式になるが、各パラメータの二次以降の項を省略して近似して連立一次方程式を立て、連立方程式を解くことにより各パラメータを決定する。現在定義しているパラメータ $\Delta\omega^{\wedge}$ 、 τ^{\wedge}_i 、 θ^{\wedge}_i 、 a^{\wedge}_i を最適化式のパラメータとして扱うために、次の補正パラメータ ω' 、 τ'_i 、 θ'_i 、 a'_i を導入する。

【0015】

$$\Delta\omega^{\wedge} = \omega' + \Delta\omega$$

$$\tau^{\wedge}_i = \tau'_i + \Delta\tau_i$$

$$\theta^{\wedge}_i = \theta'_i + \Delta\theta_i$$

$$a^{\wedge}_i = a'_i + \Delta a_i$$

これらのパラメータに於いて Δ の付くパラメータが最終的にはゼロになるように最適化される。この最適化がなされる前は ω' 、 τ'_i 、 θ'_i 、 a'_i は誤差を含んでいる。 ω' は、最適化される前の推定値としてこのパラメータで測定信号を補正しておく。その他、 τ'_i 等は、最適化される前の推定値として理想信号を補正しておく。

【0016】これらのパラメータを導入することによって関数がゼロ点のまわりで近似できるようになり、最適化式の導出が容易になる。また、最適化式で近似式を用いても最適化ループを組むことにより ω' 等は補正されてゆくの、最適化ループの回数を重ねると近似精度が

高くなってゆく。 τ の定式化理想信号Rの式において τ を定式化する。理想信号Rはサンプリング間隔でのデータだけが得られているものとする。サンプリング間隔の時刻を t_k で表してきた。よってRは、

$$R(t_k)$$

このサンプリングされたRから τ だけずらした値

$$R(t_k - \tau) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} h(mT_s - \tau) \cdot R(t_k - mT_s) \quad (7)$$

ここで T_s はサンプリング間隔である。このインパルス応答をゼロのまわりでテーラー展開して二次の項までで

$$h(mT_s - \tau) \approx a(mT_s) \cdot \tau^2 + b(mT_s) \cdot \tau + c(mT_s)$$

この式を用いてRを書き直せば、

$$\begin{aligned} R(t_k - \tau) &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} (a(mT_s) \cdot \tau^2 + b(mT_s) \cdot \tau + c(mT_s)) \cdot R(t_k - mT_s) \\ &= [\sum_{m=-\infty}^{\infty} a(mT_s) \cdot R(t_k - mT_s)] \cdot \tau^2 \\ &\quad + [\sum_{m=-\infty}^{\infty} b(mT_s) \cdot R(t_k - mT_s)] \cdot \tau \\ &\quad + [\sum_{m=-\infty}^{\infty} c(mT_s) \cdot R(t_k - mT_s)] \end{aligned}$$

ここで、 $t_k = kT_s$ であるから、 T_s を省略し、

$$\begin{aligned} R(t_k - \tau) &= [\sum_{m=-\infty}^{\infty} a(m) \cdot R(k-m)] \cdot \tau^2 \\ &\quad + [\sum_{m=-\infty}^{\infty} b(m) \cdot R(k-m)] \cdot \tau \\ &\quad + [\sum_{m=-\infty}^{\infty} c(m) \cdot R(k-m)] \quad \dots (9) \end{aligned}$$

とした。

【0018】この式を定義式に代入することによって、各パラメータによる連立方程式を立てることができる。すべての数式を用いて最適化式を作ると非常に複雑にな

$$R(t_k - \tau)$$

を得る方法としてデジタルフィルタリングの手法が知られている。適当なデジタルフィルタのインパルス応答を $h(\tau)$ とすると、あらかじめ τ だけずらしたインパルス応答 $h(mT_s - \tau)$ を求めておき、このインパルス応答を用いると次の式により τ ずれたRが得られる。

近似する。するとインパルス応答は次の式で書ける。

【0017】

... (8)

り、また、まとめて事前に計算しておくことと計算量が減るので、次の5つの記号を導入してまとめる。

【0019】

【数2】

$$A_i(k) = a'_i \cdot \left[\sum_{m=-M}^M a(m) \cdot R_i(k-m) \right] \cdot e^{j\theta_i} \quad \dots (10)$$

$$B_i(k) = \left\{ \begin{array}{l} 2 a'_i \cdot \left[\sum_{m=-M}^M a(m) \cdot R_i(k-m) \right] \cdot \tau'_i \\ + a'_i \cdot \left[\sum_{m=-M}^M b(m) \cdot R_i(k-m) \right] \end{array} \right\} \cdot e^{j\theta_i} \quad \dots (11)$$

$$C_i(k) = \left\{ \begin{array}{l} a'_i \cdot \left[\sum_{m=-M}^M a(m) \cdot R_i(k-m) \right] \cdot \tau_i'^2 \\ + a'_i \cdot \left[\sum_{m=-M}^M b(m) \cdot R_i(k-m) \right] \cdot \tau'_i \\ + a'_i \cdot \left[\sum_{m=-M}^M c(m) \cdot R_i(k-m) \right] \end{array} \right\} \cdot e^{j\theta_i} \quad \dots (12)$$

$$I_i(k) = \left\{ \begin{array}{l} \left[\sum_{m=-M}^M a(m) \cdot R_i(k-m) \right] \cdot \tau_i'^2 \\ + \left[\sum_{m=-M}^M b(m) \cdot R_i(k-m) \right] \cdot \tau'_i \\ + \left[\sum_{m=-M}^M c(m) \cdot R_i(k-m) \right] \end{array} \right\} \cdot e^{j\theta_i} \quad \dots (13)$$

$$H_i(k) = \left\{ \begin{array}{l} 2 \cdot \left[\sum_{m=-M}^M a(m) \cdot R_i(k-m) \right] \cdot \tau'_i \\ + \left[\sum_{m=-M}^M b(m) \cdot R_i(k-m) \right] \end{array} \right\} \cdot e^{j\theta_i} \quad \dots (14)$$

定義式(1)から、それぞれのパラメータについての偏微分式を解く。たとえば、 $\partial \varepsilon^2 / \partial \Delta \omega = 0$ として偏微分を実行して各パラメータの一次の項までで近似する

と、各パラメータの項と定数項ができ、
【0020】
【数3】

$$\begin{aligned}
0 = & p_{(\Delta\omega\Delta\omega)} \cdot \Delta\omega \\
& + p_{(\Delta\omega\Delta a_0)} \cdot \Delta a_0 + \dots p_{(\Delta\omega\Delta a_n)} \cdot \Delta a_n \dots + p_{(\Delta\omega\Delta a_{63})} \cdot \Delta a_{63} \\
& + p_{(\Delta\omega\Delta\tau_0)} \cdot \Delta\tau_0 + \dots p_{(\Delta\omega\Delta\tau_n)} \cdot \Delta\tau_n \dots + p_{(\Delta\omega\Delta\tau_{63})} \cdot \Delta\tau_{63} \\
& + p_{(\Delta\omega\Delta\theta_0)} \cdot \Delta\theta_0 + \dots p_{(\Delta\omega\Delta\theta_n)} \cdot \Delta\theta_n \dots + p_{(\Delta\omega\Delta\theta_{63})} \cdot \Delta\theta_{63} \\
& + \text{Const.}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
0 = & p_{(\Delta\omega\Delta\omega)} \cdot \Delta\omega + \sum_i p_{(\Delta\omega\Delta a_i)} \cdot \Delta a_i + \sum_i p_{(\Delta\omega\Delta\tau_i)} \\
& \cdot \Delta\tau_i + \sum_i p_{(\Delta\omega\Delta\theta_i)} \cdot \Delta\theta_i + \text{Const.}
\end{aligned}$$

となる。pは、各項の係数である。このpが係数行列になる。以下で、それぞれの偏微分の結果を示す。・の左側にパラメータ $\Delta\omega$ 、 Δa_i 、 $\Delta\tau_i$ 、 $\Delta\theta_i$ 、Const

a_i), $p(\Delta\omega\Delta\tau_i)$, $p(\Delta\omega\Delta\theta_i)$, constを示してある。

【0021】

【数4】

$$\frac{\partial \varepsilon^2}{\partial \Delta\omega}$$

$$\Delta\omega \rightarrow \Delta\omega \cdot \sum_i \sum_k k^2 [Z(k)_{re} C_i(k)_{re} + Z(k)_{in} C_i(k)_{in}]$$

$$\Delta a_i \rightarrow \sum_j \Delta a_j \cdot \sum_k k [Z(k)_{re} I_j(k)_{in} - Z(k)_{in} I_j(k)_{re}]$$

$$\Delta\tau_i \rightarrow \sum_j \Delta\tau_j \cdot \left\{ \begin{aligned} & \sum_j \sum_k [C_j(k)_{re} C_j(k)_{in} - C_j(k)_{in} C_j(k)_{re}] \\ & + \sum_k k [Z(k)_{re} B_1(k)_{in} - Z(k)_{in} B_1(k)_{re}] \\ & + \sum_k [Z(k)_{re} C_1(k)_{in} - Z(k)_{in} C_1(k)_{re}] \end{aligned} \right\}$$

$$\Delta\theta_i \rightarrow \sum_j \Delta\theta_j \cdot \sum_k k [Z(k)_{re} C_j(k)_{re} + Z(k)_{in} C_j(k)_{in}]$$

$$\text{Const.} \rightarrow \sum_i \sum_k k [Z(k)_{re} C_i(k)_{in} + Z(k)_{in} C_i(k)_{re}]$$

【0022】

【数5】

$$\frac{\partial \varepsilon^2}{\partial \Delta a_n}$$

$$\Delta \omega \rightarrow \Delta \omega \cdot \sum_k k [Z(k)_{re} I_n(k)_{in} - Z(k)_{in} I_n(k)_{re}]$$

$$\Delta a_n \rightarrow \Delta a_n \cdot \sum_k [I_n(k)_{re} I_n(k)_{re} + I_n(k)_{in} I_n(k)_{in}]$$

$$\Delta a_i \rightarrow \sum_{i \neq n} \Delta a_i \cdot \sum_k [I_i(k)_{re} I_n(k)_{re} + I_i(k)_{in} I_n(k)_{in}]$$

$$\Delta \tau_n \rightarrow \Delta \tau_n \cdot \left\{ \begin{array}{l} \sum_k [B_n(k)_{re} I_n(k)_{re} + B_n(k)_{in} I_n(k)_{in}] \\ + \sum_i \sum_k [C_i(k)_{re} H_n(k)_{re} + C_i(k)_{in} H_n(k)_{in}] \\ - \sum_k [Z(k)_{re} H_n(k)_{re} - Z(k)_{in} H_n(k)_{in}] \end{array} \right\}$$

$$\Delta \tau_i \rightarrow \sum_{i \neq n} \Delta \tau_i \cdot \sum_k [B_i(k)_{re} I_n(k)_{re} + B_i(k)_{in} I_n(k)_{in}]$$

$$\Delta \theta_n \rightarrow \Delta \theta_n \cdot \left\{ \begin{array}{l} \sum_{i \neq n} \sum_k [C_i(k)_{in} I_n(k)_{re} - C_i(k)_{re} I_n(k)_{in}] \\ + \sum_k [Z(k)_{re} I_n(k)_{in} - Z(k)_{in} I_n(k)_{re}] \end{array} \right\}$$

$$\Delta \theta_i \rightarrow \sum_{i \neq n} \Delta \theta_i \cdot \sum_k [C_i(k)_{re} I_n(k)_{in} - C_i(k)_{in} I_n(k)_{re}]$$

$$\text{Const.} \rightarrow \left\{ \begin{array}{l} \sum_i \sum_k [C_i(k)_{re} I_n(k)_{re} + C_i(k)_{in} I_n(k)_{in}] \\ - \sum_k [Z(k)_{re} I_n(k)_{re} + Z(k)_{in} I_n(k)_{in}] \end{array} \right\}$$

【0023】

【数6】

$$\begin{aligned}
& \frac{\partial \varepsilon^2}{\partial \Delta \tau_n} \\
& \Delta \omega \rightarrow \Delta \omega \cdot \left\{ \begin{aligned} & \sum_{i \neq n} \sum_k [C_n(k)_{re} C_i(k)_{in} - C_n(k)_{in} C_i(k)_{re}] \\ & + \sum_k k [Z(k)_{re} B_n(k)_{in} - Z(k)_{in} B_n(k)_{re}] \\ & + \sum_k [Z(k)_{re} C_n(k)_{in} - Z(k)_{in} C_n(k)_{re}] \end{aligned} \right\} \\
& \Delta a_n \rightarrow \Delta a_n \cdot \left\{ \begin{aligned} & \sum_k [B_n(k)_{re} I_n(k)_{re} + B_n(k)_{in} I_n(k)_{in}] \\ & + \sum_i \sum_k [C_i(k)_{re} H_n(k)_{re} + C_i(k)_{in} H_n(k)_{in}] \\ & - \sum_k [Z(k)_{re} H_n(k)_{re} + Z(k)_{in} H_n(k)_{in}] \end{aligned} \right\} \\
& \Delta a_i \rightarrow \sum_{i \neq n} \Delta a_i \cdot \sum_k [B_n(k)_{re} I_i(k)_{re} + B_n(k)_{in} I_i(k)_{in}] \\
& \Delta \tau_n \rightarrow \Delta \tau_n \cdot \left\{ \begin{aligned} & 2 \sum_i \sum_k [C_i(k)_{re} A_n(k)_{re} + C_i(k)_{in} A_n(k)_{in}] \\ & + \sum_k [B_n(k)_{re} B_n(k)_{re} + B_n(k)_{in} B_n(k)_{in}] \\ & - 2 \sum_k [Z(k)_{re} A_n(k)_{re} + Z(k)_{in} A_n(k)_{in}] \end{aligned} \right\} \\
& \Delta \tau_i \rightarrow \sum_{i \neq n} \Delta \tau_i \cdot \sum_k [B_n(k)_{re} B_i(k)_{re} + B_n(k)_{in} B_i(k)_{in}] \\
& \Delta \theta_n \rightarrow \Delta \theta_n \cdot \left\{ \begin{aligned} & \sum_{i \neq n} \sum_k [C_i(k)_{in} B_n(k)_{re} - C_i(k)_{re} B_n(k)_{in}] \\ & + \sum_k [Z(k)_{re} B_n(k)_{in} - Z(k)_{in} B_n(k)_{re}] \end{aligned} \right\} \\
& \Delta \theta_i \rightarrow \sum_{i \neq n} \Delta \theta_i \cdot \sum_k [C_i(k)_{re} B_n(k)_{in} - C_i(k)_{in} B_n(k)_{re}] \\
& \text{Const.} \rightarrow \left\{ \begin{aligned} & \sum_i \sum_k [C_i(k)_{re} B_n(k)_{re} + C_i(k)_{in} B_n(k)_{in}] \\ & - \sum_k [Z(k)_{re} B_n(k)_{re} + Z(k)_{in} B_n(k)_{in}] \end{aligned} \right\}
\end{aligned}$$

【0024】

【数7】

$$\frac{\partial \varepsilon^2}{\partial \Delta \theta_n}$$

$$\Delta \omega \rightarrow \Delta \omega \cdot \sum_k k [-Z(k)_{re} C_n(k)_{re} - Z(k)_{in} C_n(k)_{in}]$$

$$\Delta a_n \rightarrow \Delta a_n \cdot \left\{ \begin{array}{l} \sum_{i \neq n} \sum_k [C_i(k)_{re} I_n(k)_{in} - C_i(k)_{in} I_n(k)_{re}] \\ - \sum_k [Z(k)_{re} I_n(k)_{in} - Z(k)_{in} I_n(k)_{re}] \end{array} \right\}$$

$$\Delta a_i \rightarrow \sum_{j \neq n} \Delta a_j \cdot \sum_k [C_n(k)_{in} I_i(k)_{re} - C_n(k)_{re} I_i(k)_{in}]$$

$$\Delta \tau_n \rightarrow \Delta \tau_n \cdot \left\{ \begin{array}{l} \sum_{i \neq n} \sum_k [C_i(k)_{re} B_n(k)_{in} - C_i(k)_{in} B_n(k)_{re}] \\ - \sum_k [Z(k)_{re} B_n(k)_{in} - Z(k)_{in} B_n(k)_{re}] \end{array} \right\}$$

$$\Delta \tau_i \rightarrow \sum_{j \neq n} \Delta \tau_j \cdot \sum_k [C_n(k)_{in} B_i(k)_{re} - C_n(k)_{re} B_i(k)_{in}]$$

$$\Delta \theta_n \rightarrow \Delta \theta_n \cdot \left\{ \begin{array}{l} \sum_{i \neq n} \sum_k [C_i(k)_{re} C_n(k)_{re} + C_i(k)_{in} C_n(k)_{in}] \\ - \sum_k [Z(k)_{re} C_n(k)_{re} + Z(k)_{in} C_n(k)_{in}] \end{array} \right\}$$

$$\Delta \theta_i \rightarrow \sum_{j \neq n} \Delta \theta_j \cdot \sum_k - [C_n(k)_{re} C_i(k)_{re} + C_n(k)_{in} C_i(k)_{in}]$$

$$\text{Const.} \rightarrow \sum_{i \neq n} \sum_k [C_i(k)_{re} C_n(k)_{in} - C_i(k)_{in} C_n(k)_{re}] \\ - \sum_k [Z(k)_{re} C_n(k)_{in} - Z(k)_{in} C_n(k)_{re}]$$

以上で与えられる係数 p の行列とパラメータ $\Delta \omega$, Δa_i , $\Delta \tau_i$, $\Delta \theta_i$ の行列との図1に示す連立方程式を解いて、各パラメータの値を求める。この得られたパラメータ $\Delta \omega$, Δa_i , $\Delta \tau_i$, $\Delta \theta_i$ を用いて補正パラ

メータ ω' , a'_i , τ'_i , θ'_i を次のように更新する。

【0025】

$$\begin{aligned} \omega' &\leftarrow \omega' + \Delta \omega \\ a'_i &\leftarrow a'_i + \Delta a_i \\ \tau'_i &\leftarrow \tau'_i + \Delta \tau_i \\ \theta'_i &\leftarrow \theta'_i + \Delta \theta_i \end{aligned}$$

... (15)

この更新された補正パラメータにより、測定信号 Z の補正、理想信号 R の再生成を行い、前記最適化を繰返す。

【0026】

【発明の実施の形態】図2にこの発明の実施例を示し、図3と対応する部分に同一符号を付けてある。A/D変換器15よりのデジタル中間周波信号は直交変換部17でベースバンド信号に変換されると共に、受信フィルタ又は測定用フィルタであるコンプリメンタリフィルタに通されてベースバンド測定信号 $Z(k)$ が得られる。この測定信号 Z は、復調部25においてパイロット信号生成部20からのパイロット信号(PN符号)により逆拡散されてビットデータが復調され、同時に各チャネルの振幅 a'_i が検出される。理想信号・補助データ生成部26において、復調部25よりのビットデータとパイロ

ット信号生成部20からのパイロット信号(PN符号)とから理想信号 R_i が生成され、更にこの理想信号 R_i から、式(10)～(14)を演算して補助データが生成される。

【0027】なお、理想信号 R_i は次のようにして得る。即ち復調部25からの各チャネル i の復調ビットデータをパイロット信号生成部20からのI側のパイロット信号(PN符号)及びQ側のパイロット信号(PN符号)でそれぞれ拡散し、その拡散されたI側チップ列、Q側チップ列のそれぞれのチップ“0”を $+\sqrt{2}$ に、チップ“1”を $-\sqrt{2}$ にそれぞれ変換して振幅が1のQPSK信号のI、Q信号を得、つまり振幅が正規化された理想信号 $R_i(k-m)$ が得られる。この理想信号 $R_i(k-m)$ と復調部25からの振幅 a'_i とを用いて式

(10)～(14)の補助データ $A_i(k)$, $B_i(k)$, $C_i(k)$, $I_i(k)$, $H_i(k)$ が演算される。

【0028】これら補助データ $A_i(k)$, $B_i(k)$, $C_i(k)$, $I_i(k)$, $H_i(k)$ と測定信号 $Z(k)$ とがパラメータ推定部27に入力され、図1に示した連立方程式が解かれ、その解として各推定値 Δa_i , $\Delta \tau_i$, $\Delta \theta_i$, $\Delta \omega$ が得られる。これら推定値を用いて変換部28でそれまでの補正パラメータ a'_i , τ'_i , θ'_i , ω' が式(15)により更新される。この更新された補正パラメータ a'_i , τ'_i , θ'_i , ω' を

$$Z(k) \leftarrow Z(t - \tau'_0) (1/a'_0) \exp[-j(\omega'(t - \tau'_0) + \theta'_0)] \quad \dots (16)$$

初期値として、 $a'_0 = 1$, $\tau'_0 = 0$, $\theta'_0 = 0$, $\omega' = 0$ とし、パラメータ推定部27で推定値が得られるごとに、新たな a'_0 , τ'_0 , θ'_0 , ω' について、式(16)を演算する。つまりこの補正演算は直交変換部・コンプリメンタルフィルタ17に入力された信号、即ちA/D変換器15の出力に対して行う。ベースバンドに変換された測定信号 $Z(k)$ に対して補正演算を行ってもよいが、このベースバンドに変換された信号はコンプリメンタルフィルタ(入力信号の帯域幅と同一の通過帯域幅)を通過した後の信号であり、周波数誤差

$$\begin{aligned} a''_i &= a'_i / a'_0 \\ \tau''_i &= \tau'_i - \tau'_0 \\ \theta''_i &= \theta'_i - \theta'_0 \end{aligned}$$

測定信号 $Z(k)$ については0番目チャネルのパラメータは式(16)で補正されているから、0番目理想信号 R_0 を補正するパラメータは正規化されて次の値となる。

【0031】

$$\begin{aligned} a''_0 &= 1 \\ \tau''_0 &= 0 \\ \theta''_0 &= 0 \end{aligned}$$

0番目以外のチャネルの理想信号 R_i に対するパラメータは0番目のパラメータで補正されて式(17)となる。

【0032】つまり、前記最適化ステップの最初の繰り返しにおいては測定信号 $Z(k)$ に対して0番目チャネルの補正パラメータで補正されるので、補助データ生成部26で用いる補正パラメータとして0番目チャネルのパラメータで正規化された式(17)、つまり変換部2

$$\begin{aligned} a^{\wedge}_i &= a'_i \\ \Delta \tau^{\wedge}_i &= \tau'_i - \tau'_0 \\ \Delta \theta^{\wedge}_i &= \theta'_i - \theta'_0 \\ \Delta \omega^{\wedge} &= \omega' \end{aligned}$$

これらのパラメータ a^{\wedge}_i , $\Delta \tau^{\wedge}_i$, $\Delta \theta^{\wedge}_i$, $\Delta \omega^{\wedge}$, τ^{\wedge}_0 、演算部31で求めた電力係数 ρ_i を表示部33に表示する。なお何れかのパラメータの推定を省略して、簡略化することができる。例えば Δa^{\wedge} の推定を

用いて、測定信号 $Z(k)$ に対する補正を行い、その補正された測定信号 $Z(k)$ について、再び復調部25、理想信号・補助データ生成部26、パラメータ推定部27、変換部28の各処理を行うことを、推定値 Δa_i , $\Delta \tau_i$, $\Delta \theta_i$, $\Delta \omega$ が最適化するまで、ゼロ乃至これに近い、または繰返しても値が変化しなくなるまで行う、この繰返しが最適化ステップである。この最適化ステップにより、測定信号 $Z(k)$ のみならず、理想信号 R_i に対する補正も行われることになる。

【0029】測定信号 $Z(k)$ に対する補正は前回の $Z(k)$ に対し、次の演算により行う。

が大であれば、このフィルタ処理により、信号の一部が除去され、つまりパラメータ推定等に用いられるべき測定信号が削られてしまうおそれがある。従って周波数推定の結果をコンプリメンタルフィルタの前段で補正する。ただし直交変換部・コンプリメンタルフィルタ17でコンプリメンタルフィルタとせず十分帯域の広い低域通過フィルタを用いればベースバンドとされた測定信号に対して補正を行ってもよい。

【0030】また補正パラメータ a'_i , τ'_i , θ'_i を変換部29で次式の変換を行う。

$$\text{ただし } i \neq 0 \quad \dots (17)$$

9の変換出力を用いる。即ち式(17)で考えられるパラメータを用いて式(10)～(14)の演算を行って補助データ $A_i(k)$, $B_i(k)$, $C_i(k)$, $I_i(k)$, $H_i(k)$ を求める。この補助データを求める演算には、式(16)により補正された $Z(k)$ を復調部25で復調し、その結果のビットデータと、振幅 a'_i を用いる。

【0033】以上、パラメータ推定部27から推定値が得られるごとに前記両補正を行い、再びパラメータ推定を行うことを繰返し、この推定値が最適化すると、その時の測定信号 $Z(k)$ とパイロット信号(PN符号)とから電力係数 ρ 演算部31で式(6)の演算を行って電力係数 ρ_i を求める。なお式(6)は測定規格で示され、従来の技術で用いられているものと同一である。

【0034】また、変換部32で次式の演算を行い、

$$\dots (18)$$

やめ、復調部25で得られた振幅をそのまま用い、あるいは $\Delta \tau^{\wedge}$ の推定を省略して、 $\Delta \tau^{\wedge} = 0$ とし、同様に $\Delta \omega^{\wedge}$ の推定を省略して、 $\Delta \omega^{\wedge} = 0$ としてもよい。

【0035】

【発明の効果】以上述べたようにこの発明によれば、推定したパラメータにより測定信号 $Z(k)$ 、理想信号 R_1 の補正を行い、その補正した両信号を用いて、再びパラメータ推定を行うことを推定したパラメータが最適化するまで行い、この最適化には全パラメータを用いているため全てのパラメータが最適化され、その最適化された後にその測定信号を用いて電力係数 ρ_1 を求めているため、電力係数 ρ_1 を精度よく求めることができる。また他のパラメータも測定信号を最適化ループに含めてい

るため、精度がよいものが求まる。

【図面の簡単な説明】

【図1】この発明のパラメータ推定ステップで用いる連立方程式を示す図。

【図2】この発明の実施例の機能構成を示すブロック図。

【図3】従来のCDMA基地局送信信号の波形品質測定方法の機能構成を示すブロック図。

【図2】

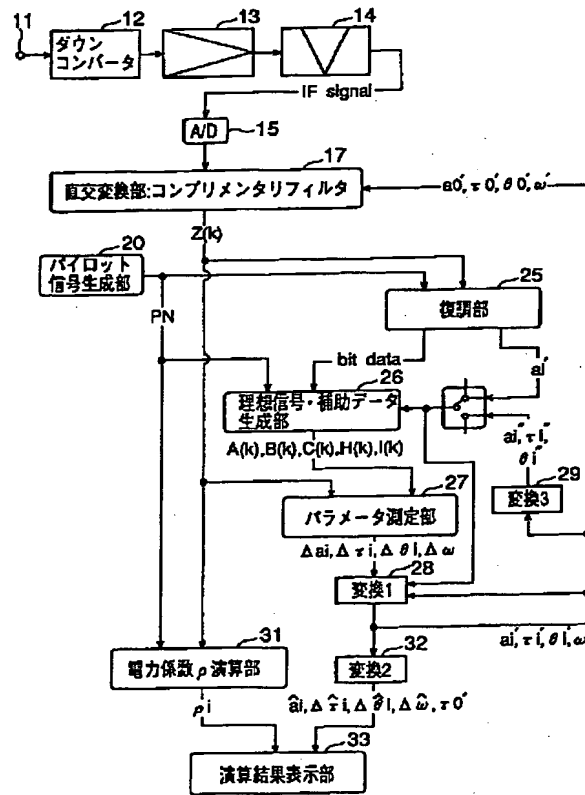


図 2

—

一
天

【図3】

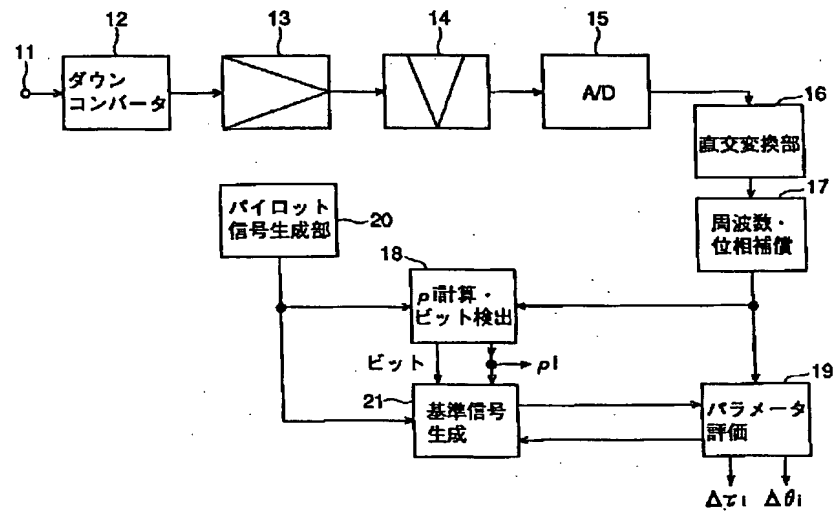


図 3